PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 06-133408
(43)Date of publication of application : 13.05.1994

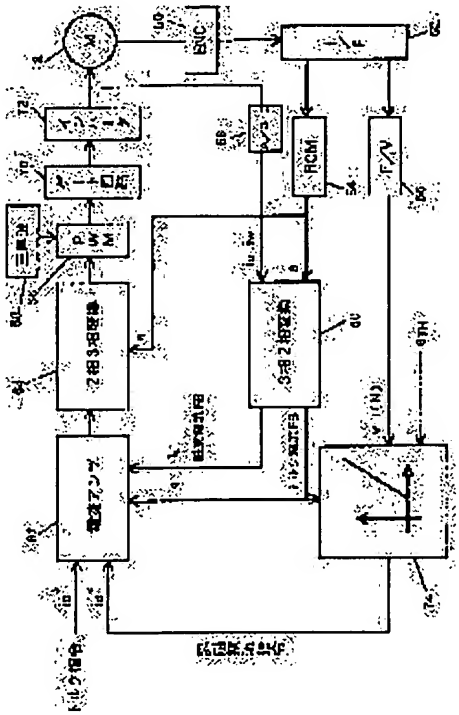
(51)Int.Cl. B60L 9/18
H02P 5/408

(21)Application number : 04-302971
(22)Date of filing : 15.10.1992

(71)Applicant : YAMAHA MOTOR CO LTD
(72)Inventor : TANAKA HIROSHI
MURATA KAZUHIRO
TAKANO TADASHI

(54) CONTROLLER FOR ELECTRIC MOTOR CAR

(57)Abstract:
PURPOSE: To fully utilize motor capacity and increase an output by changing the rotational speed of a motor, where field-weakening control begins to display an effect, to the high speed side to the reduction of the travelling load of a car.
CONSTITUTION: The revolution of a rotor is converted into a binary signal by an interface 52 through a rotary encoder 50, and changed into the angle of rotation θ on the basis of a translation table stored in a ROM 54. The binary signal is converted into voltage V proportional to rotational speed by an F/V converter 56. Two phase currents iu, iw in the three-phase armature windings of a motor 12 are inputted to a three-phase two-phase converter 60 through an A/D converter 58. The three-phase two-phase converter 60 feeds back flux currents id and torque currents iq to a current amplifier 62. The current amplifier 62 obtains a d-axis voltage command Vd* and a q-axis voltage command Vq* on the basis of a torque command iq* and field current command id*. Field-weakening control characteristics biassing rotational speed, where the field current command id* begins to output in response to the reduction of load, to the high speed side are stored in a field-command generating circuit 74.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 12.10.1999
[Date of sending the examiner's decision of rejection] 27.02.2003
[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]
[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁（ＪＰ）　(12)**公開特許公報**（Ａ）　(11)特許出願公開番号

特開平6－133408

(43)公開日　平成６年(1994)５月13日

(51)Int.Cl.[5]	識別記号	庁内整理番号	ＦＩ	技術表示箇所
Ｂ６０Ｌ　9/18		Ｊ　9380－4Ｈ		
Ｈ０２Ｐ　5/408		Ｃ　9178－5Ｈ		

審査請求　未請求　請求項の数１(全　7　頁)

(21)出願番号　特願平4－302971

(22)出願日　平成４年(1992)10月15日

(71)出願人　000010076
ヤマハ発動機株式会社
静岡県磐田市新貝2500番地

(72)発明者　田中　普
静岡県磐田市新貝2500番地　ヤマハ発動機株式会社内

(72)発明者　村田　和弘
静岡県磐田市新貝2500番地　ヤマハ発動機株式会社内

(72)発明者　高野　正
静岡県磐田市新貝2500番地　ヤマハ発動機株式会社内

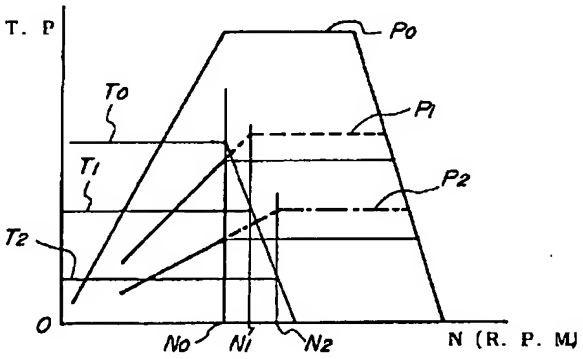
(74)代理人　弁理士　山田　文雄　(外１名)

(54)【発明の名称】　電動車両の制御装置

(57)【要約】

【目的】　永久磁石同期モータの回転を駆動輪に伝達する一方、前記モータを所定回転速度以上で弱め界磁制御する場合に、特に部分負荷運転時におけるモータ能力を最大限に活用して出力増大を図り、また効率の向上も可能にする電動車両の制御装置を提供する。

【構成】　弱め界磁制御が効き始める前記モータの回転速度を、車両の走行負荷の減少に対して高速側へ変化させるようにした。ここに弱め界磁特性を変える走行条件としては、トルクを決めるｑ軸電流ｉｑの大きさ、スロットルグリップ開度θTH等を用いることができる。



【特許請求の範囲】

【請求項１】　永久磁石同期モータの回転を駆動輪に伝達する一方、前記モータは所定回転速度以上で弱め界磁制御される電動車両において、前記弱め界磁制御が効き始める前記モータの回転速度を、車両の走行負荷の減少に対して高速側へ変化させるようにしたことを特徴とする電動車両の制御装置。

【発明の詳細な説明】

【０００１】

【産業上の利用分野】本発明は、永久磁石同期モータをその所定回転速度以上で弱め界磁制御するようにした電動車両の制御装置に関するものである。

【０００２】

【従来の技術】永久磁石同期モータをスクータなどの小型車両の駆動に用いることが考えられている。この種のモータは、従来一定速度を要求される分野に主として用いられていたが、最近ではパワーエレクトロニクスの発達と共に広く可変速運転を要求する分野にも使用されるようになっている。

【０００３】　ここで用いるモータはロータ表面に永久磁石を取付け、固定子側に電機子を設けた回転界磁形であり、ベクトル制御が行われる。このベクトル制御によれば電機子のｄ軸電流（ｉｄ）により界磁の制御が可能になり、特に高速域における弱め界磁制御が可能になる。以下その原理を説明する。

【０００４】

【原理】（１）モータの電圧方程式

空隙磁束に同期して回転する同期回転座標（ｄ－ｑ座標）で表したモータの電圧方程式およびトルクは、１式、２式で与えられる。

【０００５】

【数１】

$$\begin{vmatrix} v_d \\ v_q \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R+L_d p & -nwL_d \\ nwL_q & R+L_q p \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_d \\ i_q \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 \\ nw\lambda \end{vmatrix} \quad \cdots 1$$

$$T = kt((\lambda + L_d i_d) i_q - L_q i_q i_d) \quad \cdots 2$$

ただし　　Ｒ　：電機子抵抗

L_d，L_q　：ｄ，ｑ軸自己インダクタンス

λ　：磁石による電機子巻線の磁束鎖交数

ｎ　：極対数、　ｗ　：回転角速度

ｋｔ　：トルク定数　ｐ　：微分演算子

【０００６】ここで、モータはロータ表面に磁石を取り付けたタイプであり、円筒機と見なせるから、ｄ，ｑ軸のインダクタンスは等しくなり、$L_d = L_q = L$とすると電圧方程式、トルクは次式で表される。

【０００７】

【数２】

$$\begin{vmatrix} v_d \\ v_q \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} R+Lp & -nwL \\ nwL & R+Lp \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_d \\ i_q \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 \\ nw\lambda \end{vmatrix} \quad \cdots 3$$

$$T = kt\lambda i_q \quad \cdots 4$$

【０００８】（２）ｄ軸電流の制御

３、４式より、円筒機の場合にはｄ軸電流ｉｄはトルクに関与せず、ｑ軸電流i_qのみでトルクが決まる。このため、$i_d = 0$に制御することにより、誘起電圧（$e_0 = nw\lambda$）と同相の電流を流して高力率な制御を行うことができる。

【０００９】しかし、この方式では回転数に比例して誘起電圧e_0が上昇するため、モータの最大回転数はインバータ出力電圧の限界で制限される。

【００１０】ここで、比較的高い回転数の定常状態を考えると、Ｒ≪ｎｗＬ，ｐ＝０であるから３式よりv_d，v_qは５式で表され、端子電圧ｖ１は６式となる。

【００１１】

【数３】

$$v_d = -nwLi_q \quad \cdots 5$$

$$v_q = e_0 + nwLi_d$$

$$(e_0 = nw\lambda : \text{誘起電圧})$$

$$v1 = \text{平方根}(v_d^2 + v_q^2) \quad \cdots 6$$

モータ巻線電流は次式となる。

$$i1 = \text{平方根}(i_d^2 + i_q^2) \quad \cdots 7$$

$$\theta = \tan^{-1}(i_d / i_q)$$

【００１２】以上５、６式より、ｄ軸電流（i_d）を制御することで、端子電圧ｖ１をコントロールできる。すなわち、等価的な界磁の制御が可能となり、i_d を負とすれば弱め界磁、正とすれば強め界磁となる。

【００１３】このとき、トルクは４式よりi_d に依存しないため、i_q を一定に保てばトルクを変化せずにｖ１のみ制御できる。

【００１４】電気自動車の様に低速域では大きな加速トルクが必要であるが、高速域では比較的必要トルクが小さい場合には、低速域ではi_d ＝０制御を行い、高速域ではi_d を増加し弱め界磁を行ない、モータ端子電圧の増加を抑えることにより運転速度を拡張する制御が有効である。

【００１５】

【従来の技術の問題点】ここに従来は、弱め界磁制御に用いるi_d の制御特性を、所定の回転速度N_0から回転速度Ｎの増加に対して直線的に増加する直線としていた（図４の実線Ａ参照）。従ってこの場合のトルクＴ特性および出力Ｐ特性は図５にT_0 、P_0 で示すようになる。なお前記の所定の回転速度N_0 は、図５に示すようにインバータの出力電圧の限界によりトルクＴが減少し始める回転速度N_0 に設定される。

【００１６】ここに図５の特性T_0 、P_0 は全負荷運転時を示すものである。しかし電動車両においては、急加速時や登坂時などの特別な場合を除き、大部分の走行状態では部分負荷で運転することになる。従ってこの部分負荷運転時には電機子のｄ軸電流i_d はスロットルグリップの回動量等に連動させて減少される。図５のT_2、T_3 はこの場合を示す。

【００１７】これに対し、従来の弱め界磁特性は一義的に設定されていたため、例えばトルクT_2 、T_3 の部分負荷運転状態で回転速度N_0 以上になると、インバータ出力電圧の限界が生じていないにもかかわらず弱め界磁制御が始まる。このためモータの能力を最大限に活用できず、また効率の低下も招くという問題があった。

【００１８】

【発明の目的】本発明はこのような事情に鑑みなされたものであり、車両の特に部分負荷運転時に弱め界磁制御が作動する場合にモータ能力を最大限に活用して出力増大を図り、また効率の向上も可能にする電動車両の制御装置を提供することを目的とする。

【００１９】

【発明の構成】本発明によればこの目的は、永久磁石同期モータの回転を駆動輪に伝達する一方、前記モータは所定回転速度以上で弱め界磁制御される電動車両において、前記弱め界磁制御が効き始める前記モータの回転速度を、車両の走行負荷の減少に対して高速側へ変化させるようにしたことを特徴とする電動車両の制御装置により達成される。

【００２０】ここに弱め界磁特性を変える走行条件としては、トルクを決めるｑ軸電流i_qの大きさ、スロットルグリップ開度θ_{TH}等を用いることができる。

【００２１】

【実施例】図１は本発明の一実施例のブロック図、図２はそのベクトル制御部分の機能ブロック図、図３はこれが適用される電動スクータの側面図、図４は弱め界磁制御特性図、図５はモータのトルクおよび出力の特性図である。

【００２２】図３において符号１０は動力ユニットであり、永久磁石同期モータ１２と伝動ケース１４とを一体とし、伝動ケース１４の後端に駆動後輪１６を保持したものである。この伝動ユニット１０はその前部が車体フレーム１８に上下揺動自在に軸支され、伝動ケース１４の後部は緩衝器２０により弾性支持されている。伝動ケース１４内にはＶベルト無段変速機２２が内蔵され、モータ１２の回転出力は走行負荷に応じて減速比が自動変化する変速機２２を介して後輪１６に伝えられる。

【００２３】２４は運転シート、２６はこの運転シート２４の下方に配設された制御装置、２８は足置台の下に収容された蓄電池である。３０は前輪、３２は操向ハンドルである。この操向ハンドル３２の一方のグリップにはスロットルレバーあるいはスロットルグリップが組込まれている。

【００２４】モータ１２は永久磁石を固着したロータを持ち、このロータの回転はロータリーエンコーダ５０（図１）により検出される。このエンコーダ５０の出力信号は、インターフェース５２により二進信号に変換され、この二進信号はＲＯＭ５４に記憶した変換表に基づいて回転角θに変換される。またこの二進信号はＦ／Ｖ変換器（周波数・電圧変換器）５６により回転速度に比例した電圧Ｖに変換される。この電圧Ｖはモータ１２の回転速度Ｎを示すことになる。

【００２５】モータ１２は固定側に３相電機子巻線を持ち、３つの電機子巻線のうち２つの相の相電流i_u 、i_w が検出され、さらにＡ／Ｄコンバータ５８によってデジタル信号にされて３相２相変換器６０に入力される。

【００２６】３相電機子電流i_u 、i_v 、i_w で示される合成電流は固定子座標系である３相交流座標（ｕ、ｖ、ｗ）から観察しているので角速度ω（＝ｄθ／ｄ

t）で回転するベクトルである。これを公知のテンソル解析法に従って２軸へ変換して、静止する２相交流座標（α－β）系のα－β軸上の値とし、さらに回転子上に固定された直交座標系のｄ－ｑ軸上に変換して計算を行う。このｄ－ｑ軸上では電流を直流として扱うことができ、計算が単純になるからである。以上の変換を前記３相２相変換器６０は行うものであり、その変換式は図２に示す通りである。変換の結果ｄ軸成分 i_d すなわち磁束電流 i_d と、ｑ軸成分 i_q すなわちトルク電流 i_q とが電流アンプ６２にフィードバックされる。

【００２７】電流アンプ６２はトルク指令 i_q^* および界磁電流指令 i_d^* に基づき、ｄ軸電圧指令 V_d^* およびｑ軸電圧指令 V_q^* を求めるものである。この演算は図２に示す式に基づいて行われる。この図２の電流アンプ６２に示す式で K_P 、K_I は比例ゲインと積分ゲインを示す。

【００２８】このようにして求めたｄ軸電圧指令 V_d^* およびｑ軸電圧指令 V_q^* は、２相３相変換器６４において３相交流座標系（ｕ、ｖ、ｗ）の各成分である各電圧指令 V_u^*、V_v^*、V_w^* に変換される。そしてこれら各相の電圧指令はパルス幅制御回路（ＰＷＭ）６６に入力される。

【００２９】ＰＷＭ６６では三角波出力回路６８が出力する三角波と各電圧指令 V_u^*、V_v^*、V_w^* とが交叉するタイミングを検出する。ゲート回路７０はこのタイミングに基づきゲート信号をインバータ７２に出力する。インバータ７２は蓄電池２８からモータの電機子巻線に加えられる電圧を、このゲート信号による所定のオン・オフ時間比（デューティ比）で高速でオン・オフし、電圧指令 V_u^*、V_v^*、V_w^* に対応する電機子電圧を印加する。

【００３０】ここで前記電流アンプ６２に入力されるトルク指令 i_q^* は例えばスロットルグリップの開度（回転角）θ_{TH} に対応して変化する。また界磁電流指令 i_d^* は界磁指令生成回路７４から入力される。この界磁指令生成回路７４は、図４に示すような弱め界磁制御特性を記憶するメモリを内蔵し、回転速度Ｎと走行条件とによって変化する界磁電流指令 i_d^* を出力するものである。

【００３１】この図４において、実線Ａは全負荷時例えばトルク電流 i_d が最大となるスロットルグリップの全開時の特性を示し、インバータ出力電圧の制限が始まる回転速度 N_0 から回転速度Ｎの増加と共に界磁電流指令 i_d^* を直線的に増加させる。また破線Ｂ、一点鎖線Ｃは負荷が例えば２／３、１／３に減少した場合の特性を示す。このように負荷の減少に応じて、界磁電流指令 i_d^* が出力し始める回転速度 N_1 、N_2 を高速側へ偏位させたものである。ここに回転速度 N_1 、N_2 は、図５に示すようにそれぞれ負荷２／３、１／３に対応するトルク出力特性 T_1 、T_2 で飽和する回転速度 N_1 、N_2 に対応させるのが望ましい。

【００３２】このように弱め界磁制御を開始する回転速度Ｎを負荷の減少に伴い N_0 から N_1 、N_2 と上げると、この時の出力Ｐも図５に実線で示す P_{10}、P_{20} から P_1 、P_2 のように増加する。すなわちモータ１２の能力を最大限に利用した運転が可能になる。また部分負荷運転時には弱め界磁制御に入る運転時間が短くなるから、効率の向上が可能になる。

【００３３】以上の実施例では図４の弱め界磁制御特性は全負荷および２／３、１／３負荷について示しているが、その間の全ての部分負荷に対してこの制御特性を連続的に変化させたり不連続に変化させるようにしてもよい。またこの制御特性Ａ、Ｂ、Ｃの傾きは必ずしも同一にする必要はなく、負荷や速度などによって変化させてもよい。モータは駆動輪に組込んだホイールモータであってもよい。モータの回転はベルトに代えてチェーンや歯車により伝達したり、手動・自動の変速機を介したり、変速せずに伝達するものであってもよい。

【００３４】

【発明の効果】本発明は以上のように、永久磁石同期モータを用いた電動車両において、ベクトル制御を行うと共に弱め界磁制御が開始する回転速度を走行負荷の減少に応じて高速側へ移すものであるから、モータの能力を最大限に活用することができる。また部分負荷での運転中に弱め界磁制御が行われる速度範囲が狭くなるから、弱め界磁による効率低下が少なくなり、特に部分負荷運転が多い車両における効率の向上が大きい。

【図面の簡単な説明】

【図１】本発明の一実施例のブロック図

【図２】ベクトル制御の機能ブロック図

【図３】この実施例を適用した２輪スクータの側面図

【図４】弱め界磁制御特性図

【図５】トルク・出力特性図

【符号の説明】

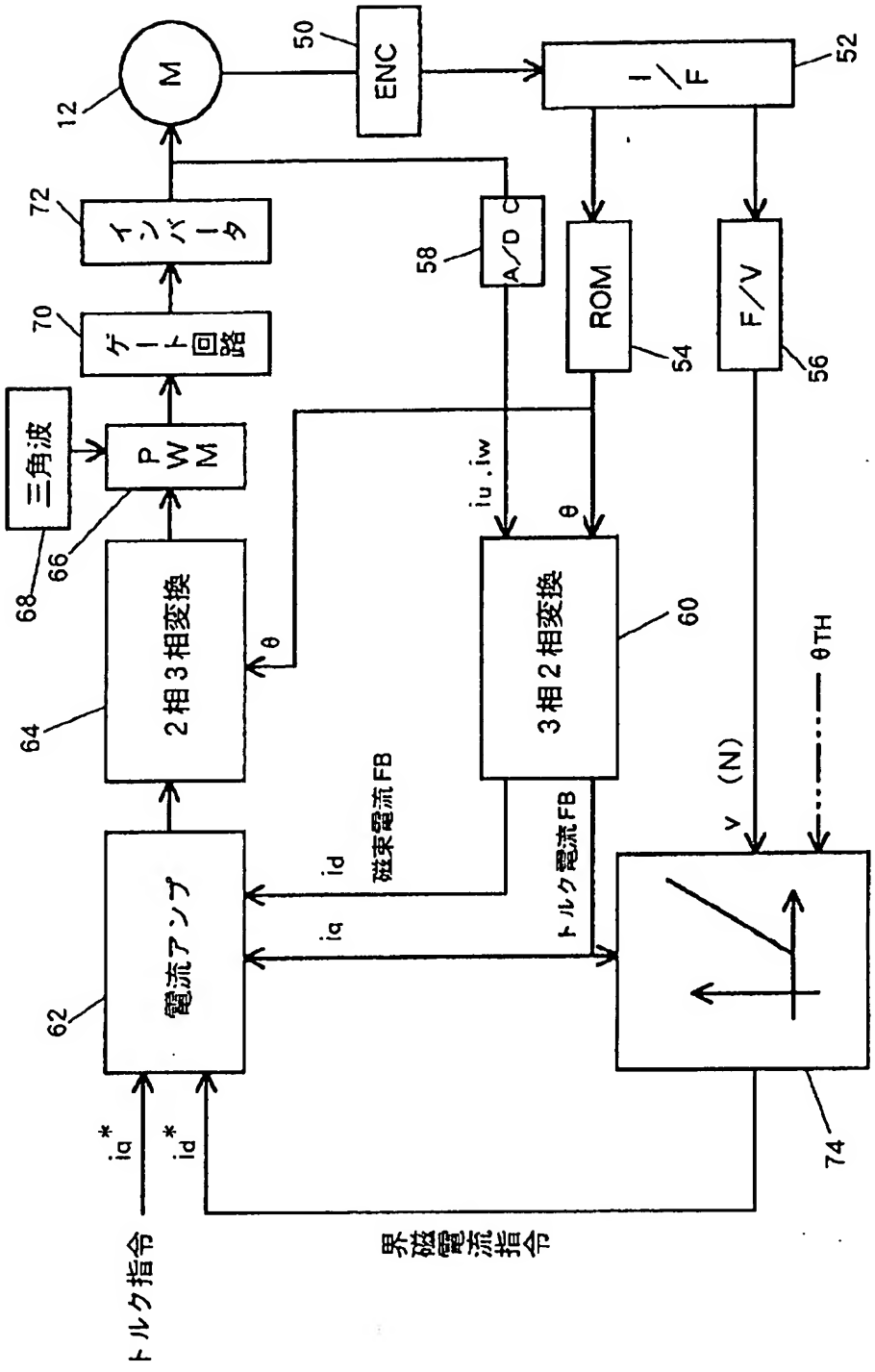
１２　永久磁石同期モータ

１６　駆動後輪

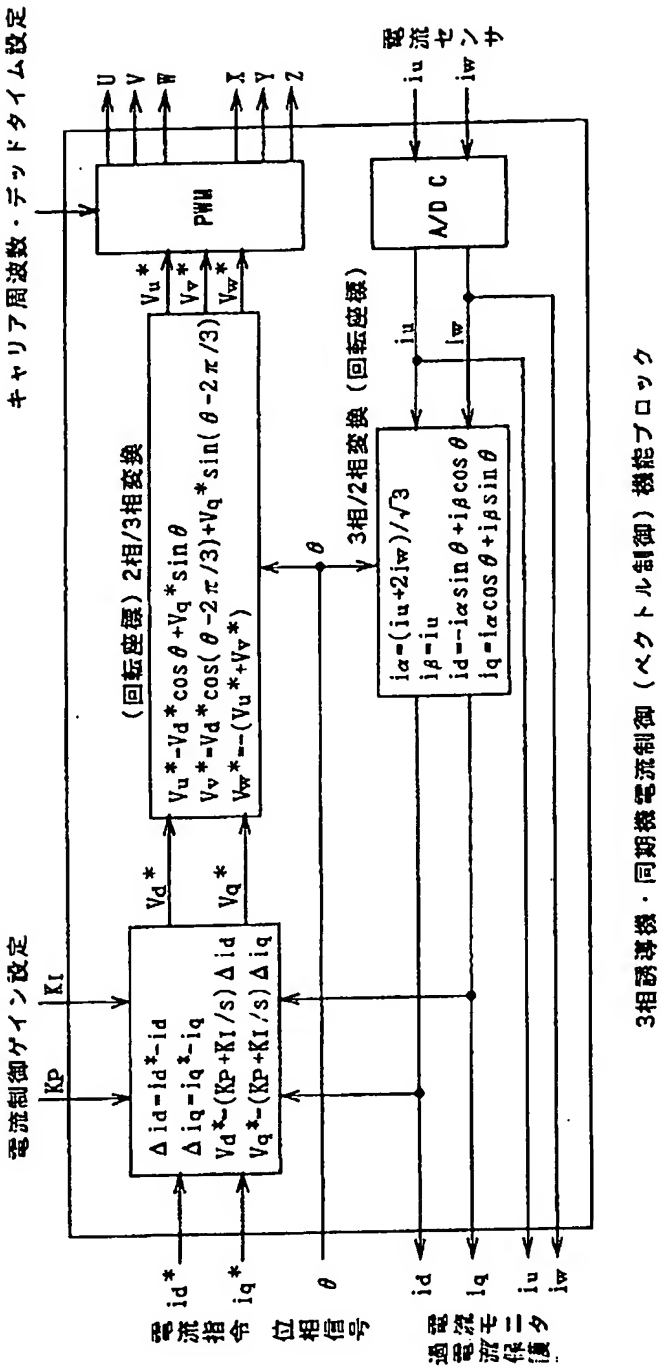
２６　制御装置

７４　界磁指令生成回路

【図１】

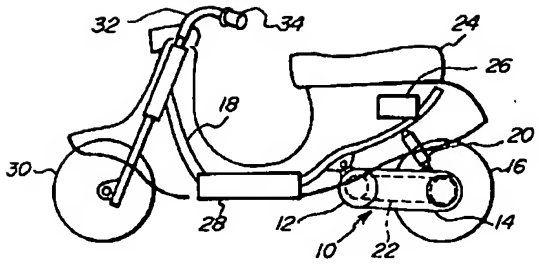

M
12
ENC
50
I／F
52
インバータ
72
A／D C
58
ROM
54
F／V
56
ゲート回路
70
三角波
PWM
66
68
2相3相変換
64
θ
iu .iw
θ
3相2相変換
60
θTH
V (N)
磁束電流FB
id
iq
トルク電流FB
電流アンプ
62
74
iq*
id*
トルク指令
界磁電流指令

【図2】

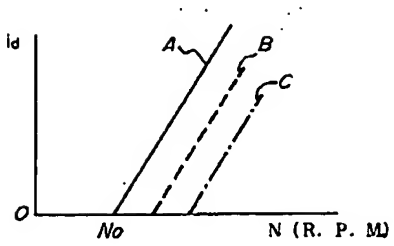


3相誘導機・同期機電流制御（ベクトル制御）機能ブロック

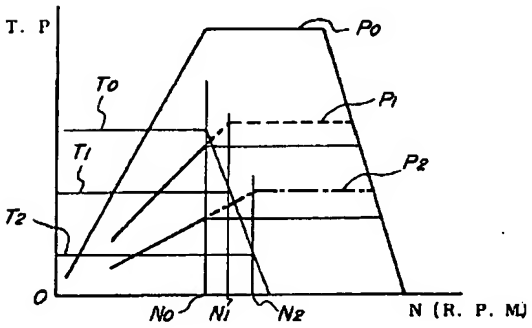
【図３】


32
34
24
26
18
20
16
30
28
12
14
10
22

【図４】


Id
A
B
C
O
No
N (R. P. M)

【図５】


T. P
Po
To
P1
T1
P2
T2
O
No
Ni
N2
N (R. P. M)